7К

УДК 621.317.7

В.П. Куценко
Державний університет інформатики і штучного інтелекту, м. Донецьк, Україна
Науково-виробниче підприємство «Кварсит», м. Костянтинівка, Україна
donetsk50@mail.ru

Теоретичні основи вимірювання низькоінтенсивних шумових сигналів з періодичним порівнянням на вході радіометричної системи

У статті проведено теоретичне дослідження комутаційно-модуляційного перетвореня низькоінтенсивних шумових сигналів вкрай високої частоти на вході радіометричної супергетеродинної системи. Прикладна задача розглядається для випадку, коли корисний сигнал і перешкода, порівнянні за рівнем потужності або менше, однорідні і статистично нерозрізнені випадкові процеси. Визначені умови, що дозволяють підвищити точність та флуктуаційну чутливість радіометричної системи.

Вступ

Радіометричні системи (РС) широко використовуються в різних галузях науки і техніки для вимірювання низькоінтенсивних сигналів, рівень яких може бути нижчим рівня власних шумів цих систем. Зазвичай радіометрична апаратура використовується для вимірювання сигналів джерел випромінювань, розташованих на значних відстанях від приймальних пристроїв, наприклад, у радіоастрономії, радіолокації, радіонавігації. Використання РС у таких галузях, як фізика, біологія, медицина, неруйнівний контроль складу речовин та інш., передбачає процедури вимірювання сигналів, які реалізуються на малих відстанях або в контакті із джерелом випромінювання [1], [2].

Аналіз можливостей класичних схем побудови високочутливих РС показав перспективність використання методу модуляційних перетворень (періодичного порівняння) з урахуванням особливостей діапазону ММ-хвиль [3], [4]. Широкосмугові модуляційні РС прямого підсилення (без перетворення вхідної частоти) в основному використовуються в діапазоні частот до 30 ГГц [3], [5], а в діапазоні ММ-хвиль більше розповсюджені вузькосмугові схеми з одно- або двократним перетворенням вхідної частоти, оскільки використовувати широкосмугове підсилення вхідних сигналів досить складно. Розгляд теоретичних основ вимірювання сигналів з періодичним порівнянням на вході РС проводився раніше, але він був зроблений для схем прямого перетворення гармонійних сигналів НВЧ-діапазону [6], [7]. При такому аналізі не були враховані особливості перетворення шумових сигналів в надзвичайно високочастотному (НЗВЧ) діапазоні, коли виявляються специфіка супергетеродинного тракту, частотні властивості комутаційно-модуляційного перемикача (КМП), проходження модуляційних складових власних шумів антени, її еквівалента і дзеркальної складової гетеродинного перетворення сигнала на реєстратор і інш., що знижує точність вимірювання і флуктуаційний поріг чутливості РС.

Постановка задачі дослідження. Тому з огляду на те, що в ММ-діапазоні відсутні стандартизовані засоби вимірювання вкрай малої спектральної щільності потужності ($10^{-20}…10^{-21}$ Вт/Гц), представляє актуальність розроблення теорії вимірювання параметрів низькоінтенсивних сигналів НЗВЧ-діапазону методами періодичного порівняння. Основна відмінність вищевказаних прикладних задач від зазначеної полягає у тому, що корисний сигнал і завада, порівняні за рівнем потужності або менші, однорідні і статистично нерозрізнені випадкові процеси.

Для розроблення теорії вимірювання і перетворення параметрів низькоінтенсивних сигналів НЗВЧ-діапазону методами періодичного порівняння проведемо дослідження РС супергетеродинного перетворення і проаналізуємо основні співвідношення, які виникають у структурній схемі (рис. 1) цього пристрою у вищевказаних умовах, при подачі на його приймальну антену X1 шумового сигналу виду $u_A(t) = U_A(t)\sin[\omega_A t + \varphi_A(t)]$.

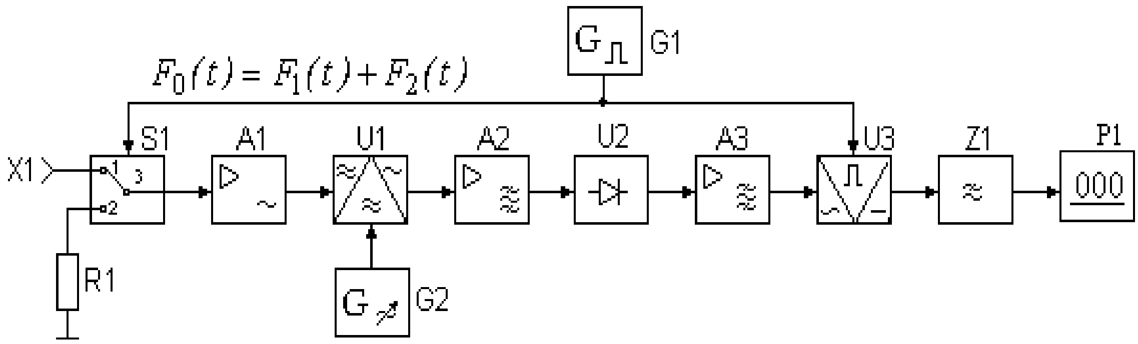


Рисунок 1 – Функціональна схема радіометричної системи

Для компенсації власних шумів антени X1: $u_{Aw}(t) = U_{Aw}(t)\sin[\omega_{Aw} t + \varphi_{Aw}(t)]$ підбирається її еквівалент із аналогічними параметрами шумів: $u_{Rw}(t) = U_{Rw}(t)\sin[\omega_{Ew} t + \varphi_{Rw}(t)]$, де амплітуди $U_w(t)$ та фази $\varphi_w(t)$ модульовані за випадковим законом. Проведення вимірювань у НЗВЧ-діапазоні вимагає урахування коефіцієнтів передачі 1 і 2 КМП S1, які можна записати, відповідно, з урахуванням [8], як елементи матриці розсіювання:

$$S_{13} = S_{31} = \frac{S'_{12}(S_{13})_T[1 - S''_{22}(S_{22})_T] + (S_{12})_T(S_{23})_T S'_{12}S''_{22}}{1 - (S_{22})_T S''_{22} - (S_{11})_T S'_{22} - (S_{12})_T^2 S'_{22}S''_{22} + (S_{11})_T(S_{22})_T S'_{22}S''_{22}}, \quad (1)$$

$$S_{23} = S_{32} = \frac{S''_{12}(S_{23})_T[1 - S'_{22}(S_{11})_T] + (S_{12})_T(S_{13})_T S''_{12}S'_{22}}{1 - (S_{22})_T S''_{22} - (S_{11})_T S'_{22} - (S_{12})_T^2 S'_{22}S''_{22} + (S_{11})_T(S_{22})_T S'_{22}S''_{22}}, \quad (2)$$

що є комплексними величинами и мають вид:

$$S_{13} = |S_{13}|e^{j\varphi_1(\omega,\gamma_1,t)} \text{ і } S_{23} = |S_{23}|e^{j\varphi_2(\omega,\gamma_2,t)}, \quad (3)$$

де ω – частота, на якій вимірюється коефіцієнт передачі; $\varphi_{1,2}$ –фазові зсуви сигналів у 1 і 2 плечах КМП; $\gamma_{1,2}$ – величини, які враховують вплив на умови розповсюдження хвиль у 1 і 2 плечах КМП за рахунок розподілених величин активних опорів, індуктивностей і ємностей 1 і 2 переходів КМП, коефіцієнтів, що визначають симетрію КМП і перехідні процеси при перемиканні.

Перемикання КМП S1 у положення 1 забезпечує проходження сигналу на його вихід:

$$u_1(t) = \{U_A(t)\sin[\omega_A t + \varphi_A(t)] + U_{Aw}(t)\sin[\omega_{Aw} t + \varphi_{Aw}(t)]\} \cdot |S_{13}|e^{j\varphi_1(\omega,\gamma_1,t)}, \quad (4)$$

а у положення 2:

$$u_w(t) = U_{Rw}(t)\sin[\omega_{Rw}t + \varphi_{Rw}(t)]\cdot|S_{23}|e^{j\varphi_2(\omega,\gamma_2,t)}. \qquad (5)$$

На вході РС існують приведені до входу її власні шуми $u_w(t) = U_w(t)\sin[\omega_w t + \varphi_w(t)]$, а також модульовані з частотою *Ω* складові перетвореного корисного сигналу по дзеркальному каналу $u_{ДЗА}(u_A, u_{Aw}, u_{G2}, \Omega, t)$ і сигналу від еквівалента антени $u_{ДЗRw}(u_{Rw}, u_{G2}, \Omega, t)$, як функції сигналів u_A, u_{Rw} і гетеродина u_{G2}, що порівнянні з рівнем вимірюваного сигналу. Функція перетворення яких має вигляд: $F_1(t) = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi}\sum_{n=1}^{\infty}\frac{\sin(2n-1)\Omega\cdot t}{2n-1}$ і $F_2(t) = \frac{1}{2} - \frac{2}{\pi}\sum_{n=1}^{\infty}\frac{\sin(2n-1)\Omega\cdot t}{2n-1}$ і наступні властивості: $F_1^2(t) = F_1(t),\ F_2^2(t) = F_2(t)$, $F_1(t)\cdot F_2(t) = 0$ і $F_1(t) + F_2(t) = 1$ [6].

Тоді повний сигнал на виході КМП за напівперіод комутації $T_K = \pi/\Omega$ для положення 1 $(0 < t < \pi/\Omega)$ буде

$$u_1(t) = \{U_A(t)\sin[\omega_A t + \varphi_A(t)] + U_{Aw}(t)\sin[\omega_{Aw}t + \varphi_{Aw}(t)]\}\cdot|S_{13}|e^{j\varphi_1(\omega,\gamma_1,t)} + \\ + u_w(t) + u_{ДЗА}(u_A, u_{Aw}, u_{G2}, \Omega, t), \qquad (6)$$

а для 2 положення $(\pi/\Omega < t < 2\pi/\Omega)$

$$u_w(t) = U_{Rw}(t)\sin[\omega_{Rw}t + \varphi_{Rw}(t)]\cdot|S_{23}|e^{j\varphi_2(\omega,\gamma_2,t)} + u_w(t) + u_{ДЗR}(u_{Rw}, u_{G2}, \Omega, t). \qquad (7)$$

У результаті перемикань на виході КМП S1 формується модульована напруга:

$$u_{S1}(t) = \{[U_A(t)\sin[\omega_A t + \varphi_A(t)] + U_{Aw}(t)\sin[\omega_{Aw}t + \varphi_{Aw}(t)]]\cdot|S_{13}|e^{j\varphi_1(\omega,\gamma_1,t)} + u_w(t) + \\ + u_{ДЗА}(u_A, u_{Aw}, u_{G2}, \Omega, t)\}F_1 + \{U_{Rw}(t)\sin[\omega_{Rw}t + \varphi_{Rw}(t)]\cdot|S_{23}|e^{j\varphi_2(\omega,\gamma_2,t)} + u_w(t) + \\ + u_{ДЗR}(u_{Rw}, u_{G2}, \Omega, t)\}F_2. \qquad (8)$$

Після підсилення сигналів в А1, гетеродинного перетворення в змішувачі U1 і підсилення на обраній проміжній частоті підсилювачем А2 модульована напруга $u_{S1}(t)$ буде мати вигляд:

$$u_{A2}(t) = K_{A1}S_{U1}K_{A2}\{[[u_A(t) + u_{Aw}(t)]S_{13} + u_w(t) + u_{ДЗА}(u_A, u_{Aw}, u_{G2}, \Omega, t)]F_1 + [u_{Rw}(t)S_{23} + u_w(t) + \\ + u_{ДЗR}(u_{Rw}, u_{G2}, \Omega, t)]F_2\}\cdot u_{G2}(t), \qquad (9)$$

де $u_{G2}(t) = U_{G2}\sin[\omega\cdot t + \varphi]$ – частота гетеродина G2; S_{U1} – коефіцієнт перетворення змішувача U1; K_{A1}, $K2$ – коефіцієнти підсилення, відповідно, підсилювачів А1 і А2.

З урахуванням квадратичного перетворення напруги сигналу $u_{A2}(t)$ (9) в детекторі U2 отримуємо:

$$u_{A3}(t) = S_{U2}K_{A1}^2 S_{U1}^2 K_{A2}^2 u_{G2}^2(t)\{[[u_A(t) + u_{Aw}(t)]S_{13} + u_w(t) + u_{ДЗА}(u_A, u_{Aw}, u_{G2}, \Omega, t)]F_1 + [u_{Rw}(t)S_{23} + \\ + u_w(t) + u_{ДЗR}(u_{Rw}, u_{G2}, \Omega, t)]F_2\}^2 = S_{U2}K_{A1}^2 S_{U1}^2 K_{A2}^2 u_{G2}^2(t)\{[[U_A^2(t)\cdot\sin^2[\omega_A t + \varphi_A(t)]S_{13}^2 + 2U_A(t)\times$$

$$\times\sin[\omega_A t+\varphi_A(t)]\cdot U_{Aw}(t)\sin[\omega_{Aw}t+\varphi_{Aw}(t)]S_{13}^2+U_{Aw}^2(t)\sin^2[\omega_{Aw}t+\varphi_{Aw}(t)]S_{13}^2+2U_A(t)\sin[\omega_A t+\varphi_A(t)]\times$$
$$\times U_w(t)\sin[\omega_w t+\varphi_w(t)]S_{13}+2U_A(t)\sin[\omega_A t+\varphi_A(t)]\cdot u_{ДЗА}(u_A,u_{Aw},u_{G2},\Omega,t)S_{13}+2U_{Aw}(t)\sin[\omega_{Aw}t+\varphi_{Aw}(t)]\times$$
$$\times U_w(t)\sin[\omega_w t+\varphi_w(t)]S_{13}+2U_{Aw}(t)\sin[\omega_{Aw}t+\varphi_{Aw}(t)]\cdot u_{ДЗА}(u_A,u_{Aw},u_{G2},\Omega,t)S_{13}+U_w^2(t)\sin^2[\omega_w t+\varphi_w(t)]+$$
$$+2U_w(t)\sin[\omega_w t+\varphi_w(t)]\cdot u_{ДЗА}(u_A,u_{Aw},u_{G2},\Omega,t)+u_{ДЗА}^2(u_A,u_{Aw},u_{G2},\Omega,t)]\times\left[\frac{1}{2}+\frac{2}{\pi}\sum_{n=1}^{\infty}\frac{\sin(2n-1)\Omega t}{2n-1}\right]+$$
$$+[U_{Rw}^2(t)\sin^2[\omega_{Rw}t+\varphi_{Rw}(t)]S_{23}^2+2U_{Rw}(t)\sin[\omega_{Rw}t+\varphi_{Rw}(t)]\cdot U_w(t)\sin[\omega_w t+\varphi_w(t)]+2U_{Rw}(t)\sin[\omega_{Rw}t+\varphi_{Rw}(t)]\times$$
$$\times u_{ДЗR}(u_R,u_{G2},\Omega,t)+U_w^2(t)\sin^2[\omega_w t+\varphi_w(t)]+2U_w(t)\sin[\omega_w t+\varphi_w(t)]\cdot u_{ДЗR}(u_R,u_{G2},\Omega,t)+u_{ДЗR}^2(u_R,u_{G2},\Omega,t)]\times$$
$$\times\left[\frac{1}{2}-\frac{2}{\pi}\sum_{n=1}^{\infty}\frac{\sin(2n-1)\Omega t}{2n-1}\right], \quad (10)$$

де S_{U2} – коефіцієнт перетворення квадратичного детектора U2.

Провівши перетворення й спрощення з урахуванням виключення складових отриманого сигналу, які затримуються селективним фільтром підсилювача A3, що налаштований на частоту комутації Ω, отримуємо:

$$u_{A3}(t)=K_{A3}S_{U2}K_{A1}^2S_{U1}^2K_{A2}^2\frac{2U_{G2}^2(t)}{\pi}\{[U_A^2(t)+U_{Aw}^2(t)]S_{13}^2-U_{Rw}^2(t)S_{23}^2+\frac{1}{2}[u_{ДЗА}^2(u_A,u_{Aw},u_{G2},\Omega,t)-$$
$$-u_{ДЗR}^2(u_{Rw},u_{G2},\Omega,t)]\}\times\sum_{n=1}^{\infty}\frac{\sin(2n-1)\Omega\cdot t}{(2n-1)}+K_{A3}S_{U2}K_{A1}^2S_{U1}^2K_{A2}^2\,\Delta\bar{u}_w^2(t), \quad (11)$$

де K_{A3} – коефіцієнт підсилення підсилювача A3; $\Delta\bar{u}_w^2(t)$ – дисперсія шумів $u_{Aw}(t)$, $u_{Rw}(t)$, $u_w(t)$, які потрапляють у смугу пропущення вибіркового підсилювача.

Виділена напруга (11) подається на синхронний детектор U3, на другий вхід якого надходить опорна комутуюча напруга із частотою Ω

$$u_{G1}(t)=U_{G1}\cdot(F_1-F_2)=\frac{4U_{G1}}{\pi}\sum_{n=1}^{\infty}\frac{\sin(2n-1)\Omega\cdot t}{2n-1}, \quad (12)$$

де U_{G1} – амплітуда опорної напруги генератора G1.

У результаті перемножування сигналу (11) на опорну напругу (12) на виході синхронного детектора U3 одержуємо:

$$u_{U3}(t)=\{K_{U3}K_{A3}S_{U2}K_{A1}^2S_{U1}^2K_{A2}^2\frac{2U_{G2}^2(t)}{\pi}[(U_A^2(t)+U_{Aw}^2(t))S_{13}^2-U_{Rw}^2(t)S_{23}^2+\frac{1}{2}[u_{ДЗА}^2(u_A,u_{Aw},u_{G2},\Omega,t)-$$
$$-u_{ДЗR}^2(u_{Rw},u_{G2},\Omega,t)]]\times\sum_{n=1}^{\infty}\frac{\sin(2n-1)\Omega\cdot t}{(2n-1)}+K_{U3}K_{A3}S_{U2}K_{A1}^2S_{U1}^2K_{A2}^2\,\Delta\bar{u}_w^2(t)\}\cdot\frac{4U_{G1}}{\pi}\sum_{n=1}^{\infty}\frac{\sin(2n-1)\Omega\cdot t}{2n-1}=$$
$$=K_{U3}K_{A3}S_{U2}K_{A1}^2S_{U1}^2K_{A2}^2\frac{8U_{G1}U_{G2}^2(t)}{\pi^2}\times\{[U_A^2(t)+U_{Aw}^2(t)]S_{13}^2-U_{Rw}^2(t)S_{23}^2+\frac{1}{2}[u_{ДЗА}^2(u_A,u_{Aw},u_{G2},\Omega,t)-$$
$$-u_{ДЗR}^2(u_{Rw},u_{G2},\Omega,t)]\}\times\left[\sum_{n=1}^{\infty}\frac{1}{2n-1}-\sum_{n=1}^{\infty}\frac{\cos^2(2n-1)\Omega\cdot t}{2n-1}\right]+K_{U3}K_{A3}S_{U2}K_{A1}^2S_{U1}^2K_{A2}^2\,\Delta\bar{u}_w^2(t)\times$$
$$\times\frac{4U_{G1}}{\pi}\sum_{n=1}^{\infty}\frac{\sin(2n-1)\Omega\cdot t}{2n-1}, \quad (13)$$

де K_{U3} – коефіцієнт передачі синхронного детектора.

Фільтром нижніх частот Z1 виділяється постійна складова сигналу (13) і гармонійні складові, сформовані з напруги сигналу і частотних складових шуму, що пройшли на синхронний детектор:

$$u_{Z1}(t)=K_{Z1}K_{U3}K_{A3}S_{U2}K_{A1}^2S_{U1}^2K_{A2}^2\{\frac{8U_{G1}U_{G2}^2}{\pi^2}[(\overline{U}_A^2+\overline{U}_{Aw}^2)S_{13}^2-\overline{U}_{Rw}^2S_{23}^2+\frac{u_{ДЗA}^2-u_{ДЗR}^2}{2}]+$$
$$+\frac{4U_{G1}}{\pi}\Delta\overline{u}_w^2(\sum_{i=1}^{m}(\Omega\pm\Omega_i))\}. \qquad (14)$$

З (14) видно, що при забезпеченні рівності власних шумів антени $u_{Aw}(t)=$ $=(U_{Aw}(t)\sin[\omega_{Aw}t+\varphi_{Aw}(t)])$ і шумів еквівалента $u_{Rw}(t)=(U_{Rw}(t)\sin[\omega_{Rw}t+\varphi_{Rw}(t)])$, а також забезпечення рівності коефіцієнтів передачі КМП S1 $|S_{13}|e^{j\varphi_1(\omega,\gamma_1,t)}$ $=$ $|S_{23}|e^{j\varphi_2(\omega,\gamma_2,t)}=1$ та виключення компонентів дзеркальної складових на виході фільтра Z1 буде присутня тільки постійна складова вимірюваного низькоінтенсивного сигналу і складові шумів, близькі до частоти комутації:

$$u_{Z1}(t)=K_{Z1}K_{U3}K_{A3}S_{U2}K_{A1}^2S_{U1}^2K_{A2}^2\{\frac{8U_{G1}U_{G2}^2}{\pi_2}\overline{U}_A^2S_{13}^2+\frac{4U_{G1}}{\pi}\Delta\overline{u}_w^2(\sum_{i=1}^{m}(\Omega\pm\Omega_i))\}. \qquad (15)$$

Як слідує з (15), істотним недоліком вимірювання низькоінтенсивних шумових сигналів з періодичним порівнянням на вході РС є неможливість забезпечення ідеальної рівності власних шумів антени $u_{Aw}(t)$ й шумів її еквівалента $u_{Rw}(t)$, рівності коефіцієнтів передачі КМП S_{13} і S_{23}, а також проходження на реєстратор низькочастотних складових із близькими до частоти комутації складових ($\Omega_i \approx \Omega$) і нижніх частот, що обмежує можливості схеми за чутливістю та збільшує похибки вимірювання.

Проведене теоретичне дослідження показує, що при вимірюванні низькоінтенсивних НЗВЧ-сигналів (шумових або суцільного спектра) з періодичним порівнянням на вході РС можливо знизити її флуктуаційний поріг чутливості і підвищити точність вимірювання за умови враховування наступного:

– використання схеми з однократним або двократним перетворенням вхідної частоти, забезпечить значне підвищення коефіцієнта підсилення системи за рахунок великого посилення в тракті підсилювача проміжної частоти і при цьому дасть можливість поліпшити співвідношення сигнал/шум, забезпечивши діапазонну роботу на частотах $f_P > 30$ ГГц шляхом перебудови частоти гетеродина [9];

– підбір еквівалента антени з рівності радіотеплових шумів і опору, при якому забезпечується відповідність умов вимірювання сигналу в обох положеннях комутатора;

– забезпечення малих неузгодженостей на виходах КМП в частині частотних характеристик (розподілена ємність і індуктивність), вихідного і вхідного опорів, відсутності комутаційних розривів і наявності різної тривалості періодів перемикання;

– проведення відповідного настроювання частоти комутації КМП S1 і смуги пропускання фільтра підсилювача А3 дозволить оптимізувати та зменшити вплив низькочастотних складових флікер-шуму і високочастотного складового дробового і теплового шумів, які є джерелом власних шумів РС;

– застосування в супергетеродинних РС спеціальних преселекторів – пристроїв, що дозволяють не тільки виділяти основну і дзеркальну компоненти випромінювання, які поступають від антени до приймача, але і повертати в потрібній фазі до змішувача паразитну дзеркальну складову, дає можливість додатково збільшити чутливість РС [10];

– введення в схеми РС зворотного зв'язку за напругою комбінаційних частот, забезпечить придушення спектральних складових напруги в смуговому підсилювачі, що наближені до його центральної частоти [11], без збільшення часу на усереднення вихідного сигналу;

– збільшення глибини модуляції перетвореного сигналу за рахунок додавання до прийнятого шумового сигналу додаткового шумового сигналу, потужність якого пропорційна вимірюваному сигналу [12], і збільшення постійної часу фільтра нижніх частот на виході синхронного детектора (необхідно враховувати при цьому, що дана дія веде до зниження швидкодії РС).

Висновки

Теоретичне дослідження комутаційно-модуляційного перетворення на вході радіометричної супергетеродинної системи низькоінтенсивних шумових НЗВЧ-сигналів, які із «паразитними» сигналами, порівнянні за рівнем потужності або менше, однорідні і статистично нерозрізнені випадкові процеси, показує, що при забезпеченні рівності власних шумів антени і шумів еквівалента, рівності коефіцієнтів передачі КМП та виключення компонентів дзеркальної складових на виході НЧ фільтра буде присутній тільки постійна складова вимірюваного низькоінтенсивного сигналу і складові шумів, що близькі до частоти комутації. Це дає можливість знизити флуктуаційний поріг чутливості РС і підвищити точність вимірювання.

Література

1. Куценко В.П. Методы и средства сверхвысокочастотной радиометрии / [Куценко В.П., Скрипник Ю.А., Трегубов Н.Ф., Шевченко К.Л., Яненко А.Ф.]. – Донецьк : ІПШІ «Наука і освіта»,2011. – 324 с.
2. Патент № 18320 (Україна), G01S13/00 Спосіб вимірювання енергетичного спектра слабких радіовипромінювань / Куценко В.П., Скрипник Ю.О., Трегубов М.Ф., Шевченко К.Л., Яненко А.Ф., – Опубл. 15.11.2006, Бюл. 11.
3. Скрипник Ю.О. Модуляційні радіометричні пристрої та системи НВЧ-діапазону : [навчальний посібник] / Скрипник Ю.О., Манойлов В.П., Яненко О.П. – Житомир : ЖІТІ, 2001. – 374 с.
4. Скрипник Ю.А. Измерительные устройства с коммутационно-модуляционными преобразователями / Скрипник Ю.О. // Киев : Вища школа. – 1975. – С. 256.
5. Яненко О.П. Основні принципи побудови високочутливих комутаційно – модуляційних радіометрів міліметрового діапазону / О.П. Яненко // Вісник ЖІТІ. – 1998. – № 8. – С. 111-118.
6. Куценко В.П. Микроволновая радиометрия физических и биологических объектов / [Скрипник Ю.А., Яненко А.Ф., Манойлов В.П., Куценко В.П., Гимпилевич Ю.Б.]. – Житомир : «Волынь», 2003. – 408 с.
7. Яненко О.П. Високочутливі модуляційні структури радіометричної апаратури НВЧ-діапазону : Дис... на здобуття наукового ступеня доктора технічних наук / О.П. Яненко – Вінниця : «Комінформ-система», 2003. – 279 с.
8. Куценко В.П. Математичне моделювання комутаційно-модуляційного перемикача низькоінтенсивних мм-сигналів / В.П. Куценко, О.П. Яненко, С.П. Сергієнко // Вісник Національного технічного університету України «КПІ». – Серія «Радіотехніка. Радіоапаратобудування». – Вип. 45/2011. – Київ : НТУУ «КПІ», 2011. – С.111-119.
9. Куценко В.П. Теоретический анализ эффективности перемножителя случайного и гармонического сигналов / В.П. Куценко, С.П. Сергиенко // Науково-теоретичний журнал «Штучний інтелект» – Вип. 1/2011. – Донецьк : Інститут проблем штучного інтелекту МОН і НАН України, 2011. – С. 175-181.
10. Радиометрический анализатор спектра для солнечных и экологических исследований в диапазоне длин волн 1,25 – 1,85 мм [Буров А.Б., Лубяко Л.В., Носов В.И. и др.] // Материалы 10-й международной конференции (КрыМико -2000). – Севастополь : Вебер, 2000. – С. 529-530.
11. Пат. №57820 (Україна). Модуляційний радіометр / Скрипник Ю. О., Яненко О. П., Колисниченко М. В. – Бюл. № 7. – 2003.
12. Пат. 27625 Україна, G01R 29/26. Модуляційний радіометр / Ю.О. Скрипник., О.П. Яненко, С.М. Перегудов (Україна). – № 97073269; Заявл. 08.07.1997; Опубл. 15.09.2000; Бюл. № 4, 2000. – 2 с.

Literatura

1. Kucenko V.P. Metody i sredstva sverhvysokochastotnoj radiometrii. Donec'k: IPShI "Nauka i osvita". 2011. 324 s.
2. Patent №18320 (Ukraina). G01S13/00 Sposib vymirjuvannja energetichnogo spektra slabkih radiovypro-minjuvan'. Kucenko V.P., Skripnik Ju.O., Tregubov M.F., Shevchenko K.L., Janenko A.F. Bjul 11. Opubl. 15.11.2006
3. Skripnik Ju.O. Moduljacijni radiometrichni pristroï ta sistemi NVCh-diapazonu: Navchal'nij posibnik. Zhitomir: ZhITI. 2001. 374 s.
4. Skripnik Ju.A. Izmeritel'nye ustrojstva s kommutacionno-moduljacionnymi preobrazovateljami. Kiev: Vyshha shkola. 1975. 256 s.
5. Janenko O.P. Visnik ZhITI. № 8. 1998. S. 111-118.
6. Kucenko V.P. Mikrovolnovaja radiometrija fizicheskih i biologicheskih ob"ektov. Zhitomir: Volyn'. 2003. 408 s.
7. Janenko O.P. Visokochutlivi moduljacijni strukturi radiometrichnoï aparaturi NVCh-diapazonu. Vinnicja: "Kominformsistema". 2003. 279 s.
8. Kucenko V.P. Visnyk Nacional'nogo tehnichnogo universytetu Ukrainy "KPI". Serija "Radiotehnika. Radioaparatobuduvannja". Kyiv. NTUU "KPI". Vyp. 45. 2011. S 111-119
9. Kucenko V.P. Shtuchnyj intelekt. Vyp 1. 2011. S. 175-181
10. Burov A.B. Materialy 10-j mezhdunarodnoj konferencii (KryMiko -2000). Sevastopol': Veber. 2000. S 529-530
11. Patent № 57820 (Ukraina). Moduljacijnij radiometr. Skripnik Ju. O., Janenko O. P., Kolisnichenko M. V. Bjul. № 7. 2003.
12. Patent № 27625 (Ukraina). G01R 29/26. Moduljacijnij radiometr. Ju.O. Skripnik., O.P. Janenko, S.M. Peregudov (Ukraina). № 97073269. Zajavl. 08.07.1997. Opubl. 15.09.2000. Bjul. № 4. 2000. 2 s.

В.П. Куценко

Теоретические основы измерения низкоинтенсивных шумовых сигналов с периодическим сравнением на входе радиометрической системы

Проведено теоретическое исследование коммутационно-модуляционного преобразования низкоинтенсивных шумовых КВЧ-сигналов на входе радиометрической супергетеродинной системы. Прикладная задача рассматривается для случая, когда полезный сигнал и помеха сравнимы по уровню мощности или меньше, однородны и статистично неразрозненные случайные процессы. Определены условия, позволяющие повысить точность и флуктуационную чувствительность радиометрической системы.

V.P. Kucenko

Theoretical Bases for Measurement of Low-Noise Signals with Periodic Comparison at the Entrance of Radiometric System

Theoretical investigation of switching-modulation converting of low-noise EHF signals at the entrance of radiometric superheterodyne system was made. The applied problem is considered for the case when the useful signal and noise are comparable in terms of power or less, as well as they are homogeneous and statistically inseparable random processes. The conditions, which allow to increase the accuracy and fluctuation sensitivity of radiometric system are determined.

Стаття надійшла до редакції 22.06.2011.